

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-37831

(43)公開日 平成6年(1994)2月10日

(51)Int.Cl.⁵

H 0 4 L 27/20

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

C 9297-5K

審査請求 未請求 請求項の数 8 (全 12 頁)

(21)出願番号 特願平4-191170

(22)出願日 平成4年(1992)7月17日

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

(72)発明者 箕輪 守彦

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(72)発明者 大石 泰之

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(72)発明者 福田 英輔

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(74)代理人 弁理士 伊東 忠彦

最終頁に続く

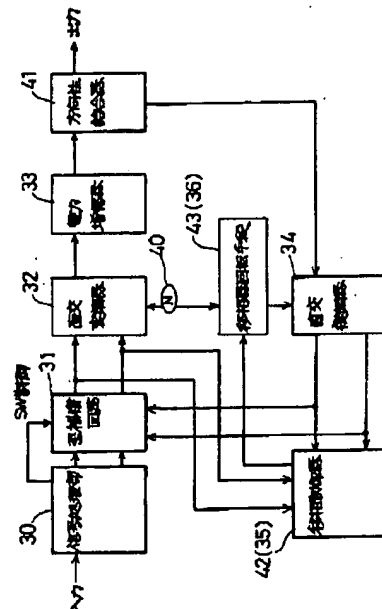
(54)【発明の名称】 線形送信回路

(57)【要約】

【目的】 本発明は高出力電力増幅器の非線形歪補償回路を備えるデジタル無線方式における線形送信回路に関し、常に送信位相と復調位相とを合わせてカルテシアン型の歪補償を正確に行なうことを目的とする。

【構成】 移相制御器42は直交復調器34よりの復調信号位相と、歪補償回路31よりの送信信号位相との位相差を、バースト信号の立ち上がり時間中に測定し、その測定位相差がゼロになるように移相器回転手段43の移相量を設定する。これにより、移相器回転手段43は設定された移相量だけ直交変調搬送波を移相する。歪補償回路31は上記の位相差がゼロの状態歪補償を行なう。

本発明の第1実施例のブロック図



【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信ベースバンド信号を歪補償回路(31)を通して直交変調器(32)へ入力し、該直交変調器(32)の出力直交変調波を電力増幅器(33)で増幅した後、時分割多重方式のバースト信号として出力すると共に直交復調器(34)で復調し、その復調信号を前記歪補償回路(31)に帰還入力してベースバンドのベクトル座標で歪みを補償する線形送信回路において、前記バースト信号の立ち上がり時間中に前記歪補償回路(31)に入力されるベースバンド信号の位相と前記復調信号の位相との位相差を測定する位相差測定手段(35)と、該位相差測定手段(35)による位相差測定後に該測定位相差をゼロにするように、前記直交復調器(34)の復調搬送波と前記直交変調器(32)の変調搬送波との相対位相を移相調整する移相手段(36)とを有することを特徴とする線形送信回路。

【請求項2】 前記移相手段(36)は、前記復調搬送波又は前記変調搬送波を移相することを特徴とする請求項1記載の線形送信回路。

【請求項3】 前記歪補償回路(31)は、前記位相差測定手段(35)による位相差測定中は歪補償のフィードバック量を小とし、該位相差測定終了後に該フィードバック量を徐々に大とする手段(53, 54, 30)を有することを特徴とする請求項2記載の線形送信回路。

【請求項4】 前記歪補償回路(31)は、送信開始後最初に出力される第1バースト信号送信中は歪補償動作を行わず、第2バースト信号以降歪補償動作を行ない、前記移相手段(36)は1バースト信号期間前に前記位相差測定手段(35)により測定された位相差に基づく移相量が設定されることを特徴とする請求項1記載の線形送信回路。

【請求項5】 前記移相手段(36)は、前記復調搬送波又は前記変調搬送波を前記設定された移相量だけ移相することを特徴とする請求項4記載の線形送信回路。

【請求項6】 前記位相差測定手段(35)は、第2バースト信号以降の各バースト信号毎に、前記位相差を複数回測定し、その複数回の測定値の平均値に応じた移相量を次のバースト信号入力前に前記移相手段(36)に設定することを特徴とする請求項1乃至5のうちのいずれか一項記載の線形送信回路。

【請求項7】 前記位相差測定手段(35)は、第3バースト信号以降の前記移相量の設定を、それ以前の複数のバースト信号の各々で測定した位相差の平均値に基づいて行なうことを特徴とする請求項4又は5記載の線形送信回路。

【請求項8】 前記電力増幅器(33)の直線性を、第1バースト信号送信時は第2バースト信号以降の送信時に比し良好にすることを特徴とする請求項1記載の線形送信回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は線形送信回路に係り、特に高出力電力増幅器の非線形歪補償回路を備えるデジタル無線方式における線形送信回路に関する。

【0002】移動通信などのデジタル無線通信の分野では、特に周波数の有効利用の観点より線形変調方式が用いられる。一方、自動車電話、携帯電話等移動通信端末は、低消費電力化への要求が益々強くなってきており、そのため移動通信端末で最も消費電力の大きな電力増幅器の出力効率を向上させることが重要となる。

【0003】しかし、電力増幅器を高効率増幅点で使用するると非線形歪が発生するので、前記線形変調方式を利用してデジタル無線送信するためには、非線形歪補償回路を備える線形送信回路が必要とされる。

【0004】

【従来の技術】図15は従来の線形送信回路の一例のブロック図を示す。同図中、送信すべきデジタル入力信号は信号処理部1に入力されて、ベースバンドのアナログ信号である2つの直交信号(Q信号)と同相信号(I信号)とに変換された後、歪補償回路2に供給される。歪補償回路2は直交復調器7により、送信信号を直交復調して得たQ'信号とI'信号と、信号処理回路1よりのQ信号とI信号とから、非線形歪みの振幅と位相の両方をベースバンドのベクトル平面で補償した、Q信号とI信号とを生成し、直交変調器3へ入力する。

【0005】直交変調器3は搬送波発振器4よりの搬送波でQ信号とI信号を直交変調してQPSK変調波を生成し、そのQPSK変調波を高出力増幅器5に供給する。高出力増幅器5の高効率増幅点で増幅されたQPSK変調波は方向性結合器6で2分岐され、一方は送信され、他方は直交復調器7に供給され、ここで搬送波発振器4より移相器8を通して入力される復調用搬送波に基づいて直交復調される。ここで、上記の歪補償回路21はカルテシアン型歪補償方式による歪補償を行なう回路で、例えば図16に示す如き回路構成とされている。同図中、信号処理回路1よりのI信号とQ信号が、直交復調器7よりのI'信号、Q'信号と減算器11, 12で減算されて夫々の歪成分を低減した後、増幅器13, 14で増幅して出力する。この歪補償回路は負帰還により歪みを低減する。

【0006】また、歪補償回路2の他の例として図17に示す如き回路構成が知られている。同図中、減算器16, 17でI信号とQ信号がI'信号とQ'信号と減算されて歪み成分が取り出され、増幅器18, 19及びスイッチSW₁, SW₂を通して加算器20, 21に入力され、ここで、I信号とQ信号と加算される。これにより、加算器20, 21からはI-I'とQ-Q'(歪成分)が増幅器18, 19のゲイン分の一に圧縮されたI信号、Q信号が取り出される。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】しかるに、上記の従来回路では、種々の要因（例えば、温度、電力レベル、周波数、経時変化など）に起因して直交復調器7の出力復調位相が信号処理部1からの送信信号位相と異なると、ベースバンド信号（I信号、Q信号）が正しく出力されず、歪補償が正しくできない。

【0008】本発明は上記の点に鑑みなされたもので、バースト信号の立ち上がり時間中に位相差を測定し、その測定結果に基づいて復調位相を調整することにより、上記の課題を解決した線形送信回路を提供することを目的とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】図1は本発明の原理構成図を示す。本発明は、送信ベースバンド信号を歪補償回路31を通して直交変調器32へ入力し、直交変調器32の出力直交変調波を電力増幅器33で増幅した後、時分割多重方式のバースト信号として出力すると共に直交復調器34で復調し、その復調信号を前記歪補償回路31に帰還入力してベースバンドのベクトル座標で歪みを補償する線形送信回路において、位相差測定手段35と移相手段36を有する。

【0010】上記位相差測定手段35は前記バースト信号の立ち上がり時間中に歪補償回路31に入力されるベースバンド信号の位相と前記復調信号の位相との位相差を測定する。移相手段36は位相差測定手段35による位相差測定後に該測定位相差をゼロにするように、直交変調器34の復調搬送波と直交変調器32の変調搬送波との相対位相を移相調整する。

【0011】

【作用】本発明では、時分割多重（TDMA）方式のバースト信号を送信するが、バースト信号の立ち上がりの時間（ランブタイム）はスペクトラムの拡がりを抑えるために滑らかに立ち上がり、また電力増幅器33より出力される電力は小さいので、電力増幅器33の非線形歪みは小さい。しかも、このバースト信号のランブタイムは伝送データに依存せず、一定の符号が送出されるので、このランブタイムは非線形歪補償を必要としない。

【0012】そこで、本発明はバースト信号のランブタイム中に歪補償回路31の動作を実質的に停止させて位相差測定手段35により位相差の測定を行なうことにより、位相差を最も位相測定誤差が少ない状態で測定することができる。そして、この位相測定誤差の少ない位相差測定結果に基づいて、復調搬送波と変調搬送波の相対位相を上記位相差がゼロとなるように変化させ、その後歪補償の制御を開始する。

【0013】

【実施例】本実施例の線形送信回路は、ディジタル方式自動車電話システムの移動局に組込まれ、基地局に対して情報を送信するので、まずディジタル方式自動車電話

システムの概要について説明する。この自動車電話システムでは移動局は3チャンネル多重TDMA方式を使用し、例えば図2に示す如きスロット配置とされている。同図中、（A）は基地局から移動局へ送信される信号のスロット配置を示し、第3チャンネルの移動局への送信スロット T_{B-M3} 、第1チャンネルの移動局への送信スロット T_{B-M1} 、第2チャンネルの移動局への送信スロット T_{B-M2} が順次時系列的に合成されてなる。

【0014】また、図2（B）は移動局の送信信号を受信する基地局の受信信号のスロット配置を示し、第1、第2及び第3チャンネルの順で各移動局からの送信スロットが時系列的に合成されている。図2（C）は第1チャンネルの移動局M1のスロット配置を示し、送信スロット T_{M1-B} 、アンテナ切替ダイバーシチ用レベル測定LM、基地局からの送信信号の受信スロット R_{B-M1} 、アイドルIの各スロットが時系列的に合成されている。

【0015】同様に、第2チャンネルの移動局M2のスロット配置は図2（D）に、また第3チャンネルの移動局M3のスロット配置は図2（E）に夫々示す如くになり、同図（A）に示す基地局からの送信スロットに対応して受信スロットが配置されている。これにより、送受信で二つのキャリアで3つの移動局とのTDMA通信が可能になる。

【0016】各移動局は自己に割当てられたタイムスロットで基地局との間で、無線通信を行なう。各スロット毎に独立した物理チャネルとして制御チャネルと通信チャネルがある。移動局から基地局へ送信される信号の制御チャネルは図3（A）に示す如き信号フォーマットとされ、通信チャネルは同図（B）に示す如き信号フォーマットとされている。

【0017】同図（A）、（B）中、Rは4ビットのバースト過渡応答用ガード時間、Pは2ビットのプリアンブル、CACは制御信号、SWは20ビットの同期ワード、CCは8ビットのカラーコード、Gはガード時間、TCHはユーザ情報転送用チャネル、SFは1ビットのスチールフラグ、SACCHは低速付随制御チャネルである。

【0018】そして、送信回路からは図3（C）に示す如く、上記のバースト過渡応答用ガード時間Rの間に立ち上がり、ガード時間Gで立ち下がり、かつ、その立ち上がり立ち下がり間は例えば搬送波を情報で $\pi/4$ シフトQPSK変調した変調波が存在するバースト信号を自己に割当てられたタイムスロット毎に送信する。

【0019】次に上記のディジタル方式自動車電話システムの移動局に組込まれ、図3（C）に示すTDMA方式のバースト信号を送信する送信回路の各実施例について説明する。図4は本発明になる線形送信回路の第1実施例のブロック図を示す。同図中、図1と同一構成部分には同一符号を付してある。

【0020】図4において、送信する情報データは信号

5

処理部30に供給され、ここでベースバンドのアナログ信号であるI信号とQ信号に変換された後、図17に示した構成の歪補償回路31を通して直交変調器32及び移相制御器42に夫々入力される。直交変調器32は搬送波発振器40よりの変調搬送波を上記2つのI信号及びQ信号で例えば $\pi/4$ シフトQPSK変調する。

【0021】この $\pi/4$ シフトQPSK変調波は電力増幅器33で電力増幅された後、方向性結合器41で2分岐され、一方は基地局へバースト信号として送信される一方、他方は直交復調器34に入力され、ここで移相器回転手段43を通して入力される搬送波発振器40よりの復調搬送波を用いて直交復調されて復調I信号及び復調Q信号とされる。この復調I信号及び復調Q信号は移相制御器42に入力される一方、歪補償回路31に入力される。

【0022】本実施例は移相制御器42と移相器回転手段43を有する点に特徴がある。移相制御器42は前記位相差測定手段35に相当し、例えば図5に示す如き構成とされている。同図中、AD変換器(ADC)421及び422には直交変調器32に入力されるI信号MDI及びQ信号MDQが夫々入力されてディジタル信号に変換される。また、ADC423及び424には直交復調器34より出力される復調I信号DEI及び復調Q信号DEQが夫々入力されてディジタル信号に変換される。

【0023】ADC421及び422の各出力信号は $\tan^{-1} MDQ/MDI$ の演算を425で行い、送信位相が検出される。他方、ADC423及び424の各出力信号は $\tan^{-1} DEQ/DEI$ の演算を426で行い、復調位相が検出される。回路425、426はROM等を用いれば簡単に構成出来る。

【0024】演算部429は上記の送信位相と復調位相との差を位相差として測定し、その位相差が零となるような制御信号を生成して図4の移相器回転手段43へ供給する。なお、演算器429はTDMA制御部(図示せず)よりの制御信号に同期してタイミング信号を発生するタイミング発生部420よりのタイミング信号に基づいて位相差測定の演算を行なう。

【0025】移相器回転手段43はEPS(エンドレス・フェーズ・シフト)回路と称される回路で、前記移相手段36の一例を示しており、例えば図6に示す如き構成とされている。同図中、端子430は移相制御器42の出力制御信号の入力端子、端子431は搬送波発振器40よりの搬送波入力端子である。入力端子430よりの制御信号は $\cos \theta$ 演算器432及び $\sin \theta$ 演算器433に夫々入力されて $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ の演算結果を出力させる。

【0026】 $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ の各演算結果は夫々DA変換器434、435でアナログ信号に変換された後、乗算器436、437に供給され、ここで 90° 移相器438よりの互いに位相が 90° 異なるが周波数は同一の搬送波と乗算される。乗算器436、437の各出力信号は加算器439

6

に供給されて加算され、前記入力端子430よりの制御信号の値に応じた移相量の復調搬送波とされて図4の直交復調器34へ出力される。

【0027】上記の構成の第1実施例において、移相制御器42での位相差測定は図5に示すタイミング発生部420よりのタイミング信号が、図7に示す電力増幅器(又は方向性結合器)の出力バースト信号の立ち上がり時間(ランパタイム)中に発生出力されるために、ランパタイム中に行なわれることとなる。

【0028】図7からわかるように、バースト信号のランパタイムは電力増幅器33の出力電力が小さいために非線形歪が少なく、またランパタイム中のデータは送信データに関係のない一定の符号であるため、このランパタイム中の位相差測定によりかなり正確な位相差測定ができる。

【0029】ただし、位相差が大きいとフィードバック系は不安定となり発振を生じることあり得るので、図4の信号処理部30の出力信号により歪補償回路31内のスイッチ(図17のSW₁、SW₂)を図7に示す如くランパタイム中はオフとし、フィードバック系をオープンとして帰還を遮断しておく。ランパタイム経過後は図7に示す如く歪補償回路31内のスイッチSW₁及びSW₂をオンとし、フィードバックループを形成して歪補償回路31によりベースバンドのベクトル座標で歪みを補償するカルテシアン型歪補償を行なう。このカルテシアン型歪補償は測定位相差を零とするように移相器回転手段43により変調移相量が制御され、常に送信位相と復調位相とが合わせられているため、歪補償の制御を安定に行なえる。

【0030】図8は本発明になる線形送信回路の第2実施例のブロック図を示す。同図中、図4と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。本実施例は図8に示すように、搬送波発振器40の出力搬送波を復調搬送波として直交復調器34に供給する一方、移相器回転手段46を通して変調搬送波として直交変調器32に供給するようにした点が図4の第1実施例と異なる。位相差測定タイミングは第1実施例と同じである。

【0031】移相器回転手段46は搬送波発振器40と共に前記移相手段36を構成しており、図6と同じ構成とされている。本実施例では位相差測定結果に応じて位相差が零となるよう、変調搬送波の方を移相するようにしたものであり、第1実施例と同じ効果が得られる。

【0032】次に本発明の第3実施例について説明する。本実施例はブロック構成は図4と図8のどちらでもよく、歪補償回路31を図9の回路構成とすると共に、歪補償回路の動作と移相制御器42による位相差測定を図10に示す如きタイミングで行なうようにしたものである。

【0033】図9に示す歪補償回路31は直交変調器32の入力I信号MDI、Q信号MDQを直交復調器34

の出力復調 I 信号 DE I 及び復調 Q 信号 DE Q との誤差信号を減算器 51 及び 52 で夫々生成し、その誤差信号を可変利得増幅器 53, 54 を通して加算器 55, 56 に入力し、入力信号 MD I, MD Q と加算する構成である。

【0034】ここで、可変利得増幅器 53 及び 54 の利得制御は信号処理部 30 の出力制御信号により、図 10 に示す如く、電力増幅器 33 の出力バースト信号の立ち上がり時間（ランプタイム）中に移相制御器 42 による位相差測定が行なわれているときは利得最小（従って歪補償のフィードバック量最小）とし、位相差測定後のランプタイム期間は利得を徐々に大に可変し、ランプタイム後は利得を所定値にセットするように行なわれる。

【0035】これにより、本実施例によれば、位相差測定が終了した後は歪補償のフィードバック量が徐々に大きくされることとなり、歪補償開始時に過渡現象が生じて信号が歪むことを防止することができる。

【0036】次に本発明の第 4 実施例について説明する。本実施例は図 4 に示した線形送信回路において、位相差の測定と歪補償制御を図 11 に示す如きタイミングで行なうようにしたものである。なお、本実施例の歪補償回路 31 は図 9 及び図 17 のどちらの構成でもよい。

【0037】すなわち、本実施例は図 11 に示す如く送信開始より第 1 バースト信号 B₁、第 2 バースト信号 B₂、第 3 バースト信号 B₃、第 4 バースト信号 B₄、…というように送信するに際し、移相制御器 42 による位相差測定は各バースト信号のランプタイム中に行なうと共に、その測定位相差を零とするような移相量を移相器回転手段 43 に指示する制御信号の送出タイミングを図 11 に示すように 1 バースト後の移相量調整に用いることができるタイミングとする。

【0038】従って、歪補償回路 31 の歪補償動作は図 11 の「歪補償制御」の欄に示すように、第 1 バースト信号 B₁ については行なわず、第 2 バースト信号 B₂ 以降の各バースト信号について行なわれる。

【0039】次に本発明の第 5 実施例について説明する。本実施例は図 8 に示した線形送信回路において、位相差の測定と歪補償制御を図 11 に示す如きタイミングで行なうようにしたものである。

【0040】次に本発明の第 6 実施例について説明する。本実施例は図 4 又は図 8 に示した線形送信回路において、位相差測定と移相量設定及び歪補償制御を図 12 に模式的に示すタイミングで行なうようにしたものである。なお、歪補償回路 31 は図 9 及び図 17 に示した回路のいずれでもよい。

【0041】本実施例は図 12 の「位相測定」の欄に模式的に示す如く、移相制御器 42 は第 1 バースト信号 B₁ のランプタイムで前記位相差測定を 1 回行ない、それにより得られた測定結果に基づく移相量の設定を、同図に「移相設定」の欄で示すように第 1 バースト信号 B₁

のランプタイム終了直前に移相器回転手段 43 に対して行なう。この移相設定により歪補償回路 31 は送信位相と復調位相とが一致された I 信号 MD I 及び DE I、Q 信号 MD Q 及び DE Q が入力されるから第 1 バースト信号 B₁ より歪み補償の制御を行なうようにするが、第 4、第 5 実施例のように第 1 バースト信号 B₁ については歪み補償の制御は行なわなくてもよい。ただし、第 2 バースト信号 B₂ に対しては図 12 に「歪補償制御」の欄で示す如く歪補償を第 1 バースト信号 B₁ の位相差測定結果に基づいて行なう。

【0042】続いて、移相制御器 42 は第 2 バースト信号 B₂ 以降の各バースト信号が入力される毎に、ランプタイムであるか否かに関係なく、複数回ずつ位相差測定を行ない、その複数回の測定値の平均値を算出して次のバースト信号の歪補償を行なうべく、次のバースト信号の入力直前に上記平均値に基づく移相量の設定を移相器回転手段 43 に対して行なう。複数回の位相差測定は図 5 のタイミング発生部 420 の出力タイミング信号周波数、ADC 421 ~ 424 のクロック周波数等を高くすることにより行なえる。

【0043】従って、本実施例によれば、第 3 バースト信号以降のバースト信号送信時には、前回のバースト信号の複数回の位相差測定結果の平均値に基づく移相量設定が行なわれ、歪補償回路 31 による歪補償動作が行なわれるため、瞬間的な位相変動に追従することなく安定な歪補償制御ができる。

【0044】次に本発明の第 7 実施例について説明する。本実施例は図 4 又は図 8 に示した線形送信回路において、位相差測定と移相量設定及び歪補償制御を図 13 に模式的に示すタイミングで行なうようにしたものである。なお、歪補償回路 31 は図 9 及び図 17 に示した回路のいずれでもよい。

【0045】本実施例は図 13 の「位相測定」の欄に模式的に示す如く、移相制御器 42 は各バースト信号のランプタイムで位相差測定が 1 回行なわれる点は第 1 実施例と同様であるが、移相量設定が第 1 実施例と異なる。

【0046】すなわち、本実施例では第 1 バースト信号 B₁ 送信時は図 13 に示すように、移相制御器 42 が第 1 バースト中に位相差測定を行ない、その測定結果に基づく移相量の設定を第 2 バースト信号 B₂ 入力前に移相器回転手段 43 に対して行なう。また、この第 1 バースト信号 B₁ 送信時は歪補償回路 31 の動作を停止（オフ）させる。

【0047】続いて、第 2 バースト信号 B₂ から第 n-1 バースト信号 B_{n-1} 送信時は、図 13 に示すように、移相制御器 42 が各バースト信号のランプタイムで 1 回ずつ位相差測定を行ない、それら (n-2) 個の位相差測定結果の平均値を算出し、その平均値に基づく移相量の設定を第 n バースト信号 B_n 入力前に移相器回転手段 43 に対して行なう。

【0048】従って、本実施例では、第2バースト信号 B_2 から第 $n-1$ バースト信号 B_{n-1} 送信までは第1バースト信号 B_1 のランプタイムで測定した位相差に基づく移相量が設定され、歪補償が行なわれ、また第 n バースト信号 B_n 以降は第2バースト信号 B_2 から第 $n-1$ バースト信号 B_{n-1} の各ランプタイムで測定した各位相差の平均値に基づく移相量が設定され、歪補償が行なわれる。

【0049】次に本発明の第8実施例について説明する。本実施例は図4又は図8に示した線形送信回路において、電力増幅器33の線形性と図9又は図17に示した歪補償回路31の歪補償制御を図14に模式的に示す如く行なうようにしたものである。

【0050】すなわち、図14の「歪補償制御」の欄に示すように第1バースト信号 B_1 送信時のみ歪補償回路31の動作を停止（オフ）し、第2バースト信号 B_2 以降の送信時は歪補償回路31を動作させる。このため、本実施例では歪補償を行っていない第1バースト信号 B_1 送信時は図14の「増幅器線形性」の欄に丸を付けて示したように、電力増幅器33の線形性を良い状態にし、第2バースト信号 B_2 以降の各バースト信号送信時は歪補償動作を行なっているため、図14にXで示すように電力増幅器33の線形性を悪くし、その分電力増幅器33の効率を良くする。

【0051】電力増幅器33の線形性を向上する方法としては、例えば増幅用トランジスタが電界効果トランジスタ（FET）の場合は、① ゲートのバイアスを浅くする、② ドレインの電圧を高くする、③ 負荷条件を変えるなどがある。

【0052】、

【発明の効果】上述の如く、請求項1及び2記載の発明によれば、送信バースト信号のランプタイム中に送信位相と復調位相との位相差を測定して位相差をゼロとするように搬送波の移相量を設定した後、歪補償を開始するようにしたので、位相差を最も位相測定誤差の少ない状態で測定できることから歪補償を正常に動作させることができ、これにより歪みの無い線形なバースト信号の送信ができる。

【0053】また請求項3記載の発明によれば、歪補償制御開始後徐々に制御のゲインを上げていくため、歪補償制御開始時の過渡現象による信号の歪みを防止することができる。

【0054】請求項4及び5記載の発明によれば、1バースト前の位相差測定結果をもとにバースト信号の非送

信期間に移相量の設定を行なうため、安定に歪補償を行なうことができ、また請求項6及び7記載の発明によれば、位相差の瞬時変動に追従することなく安定に歪補償ができる。更に請求項8記載の発明によれば、第1バースト信号送信時の線形性を向上することができる等の特長を有するものである。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の原理構成図である。

【図2】スロット配置の一例を示す図である。

【図3】送信出力の説明図である。

【図4】本発明の第1実施例のブロック図である。

【図5】移相制御器の構成図である。

【図6】移相器回転手段の構成図である。

【図7】本発明の第1、第2実施例のタイミング関係図である。

【図8】本発明の第2実施例のブロック図である。

【図9】歪補償回路の一実施例の構成図である。

【図10】本発明の第3実施例のタイミング関係図である。

【図11】本発明の第4、第5実施例のタイミング関係図である。

【図12】本発明の第6実施例のタイミング関係図である。

【図13】本発明の第7実施例のタイミング関係図である。

【図14】本発明の第8実施例のタイミング関係図である。

【図15】従来回路の一例のブロック図である。

【図16】歪補償回路の一例の構成図である。

【図17】歪補償回路の他の例の構成図である。

【符号の説明】

30 信号処理部

31 歪補償回路

32 直交変調器

33 電力増幅器

34 直交復調器

35 位相差測定手段

36 移相手段

40 搬送波発振器

42 移相制御器

43、46 移相器回転手段

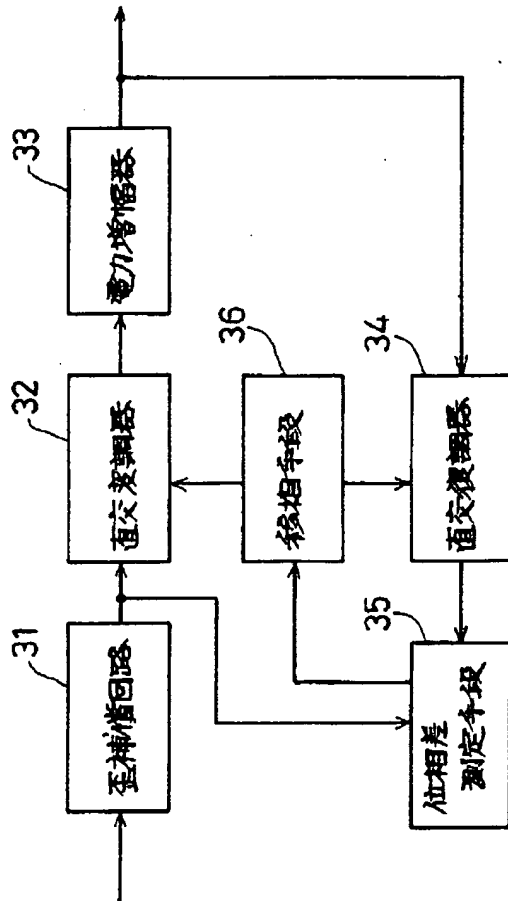
51、52 減算器

53、54 可変利得増幅器

55、56 加算器

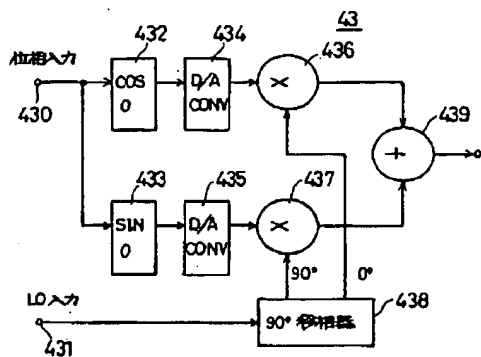
【図1】

本発明の原理構成図



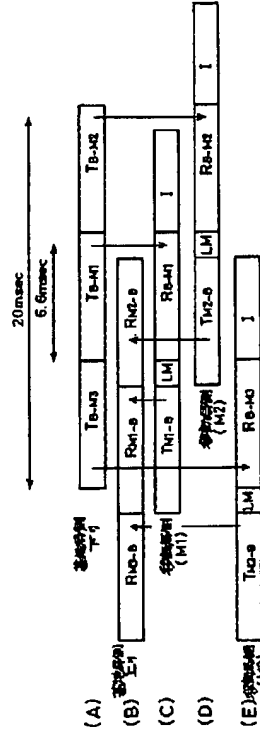
【図6】

移相器可変手段の構成図



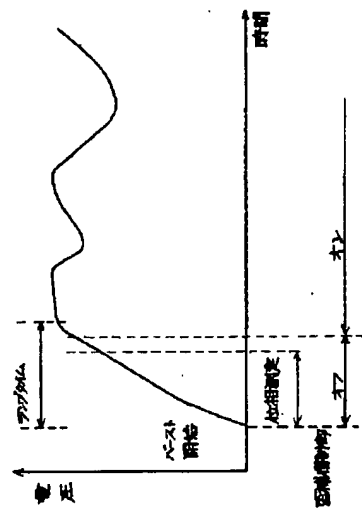
【図2】

スロット配置の一例



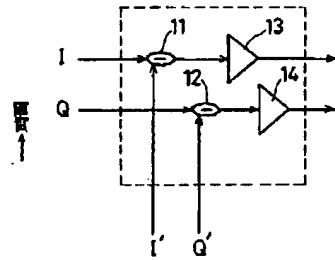
【図7】

本発明の第1,第2実施例のタイミング関係図



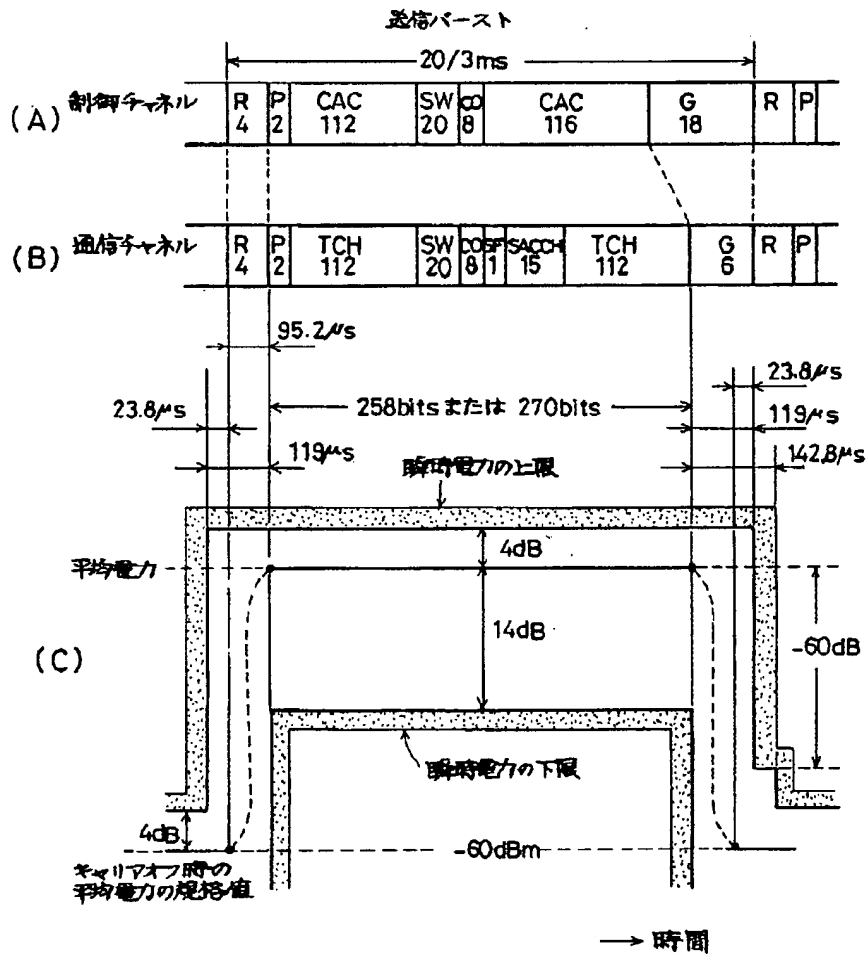
【図16】

歪補償回路の一例の構成図



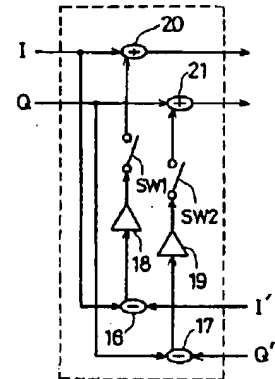
【図3】

送信出力の説明図



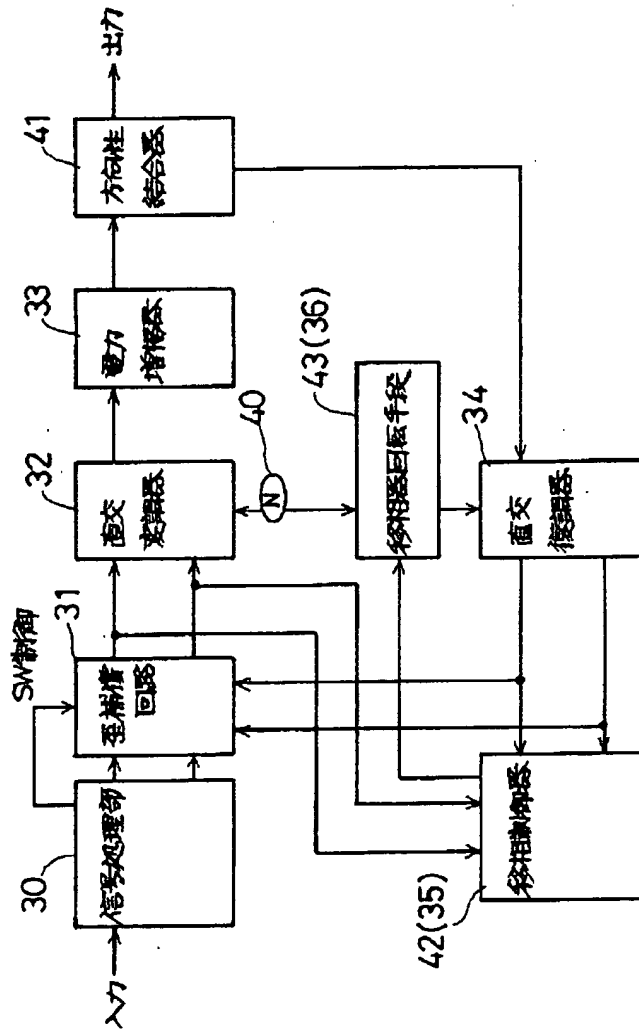
【図17】

歪増幅回路の他の例の構成図



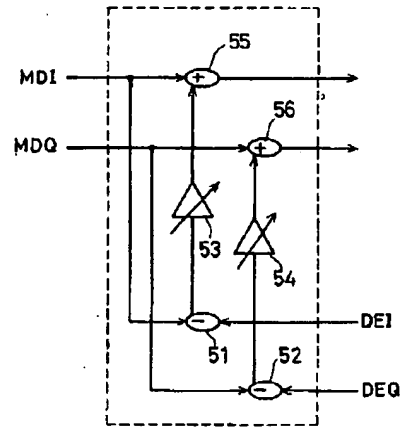
【図4】

本発明の第1実施例のブロック図



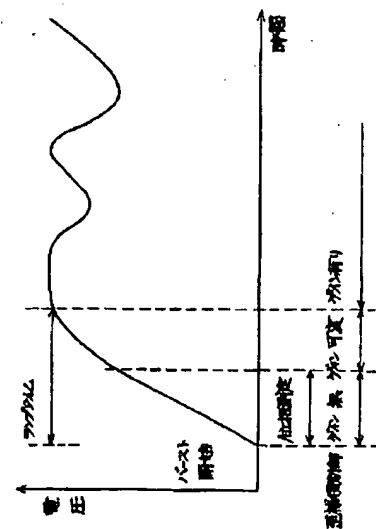
【図9】

歪補償回路の実施例の構成図



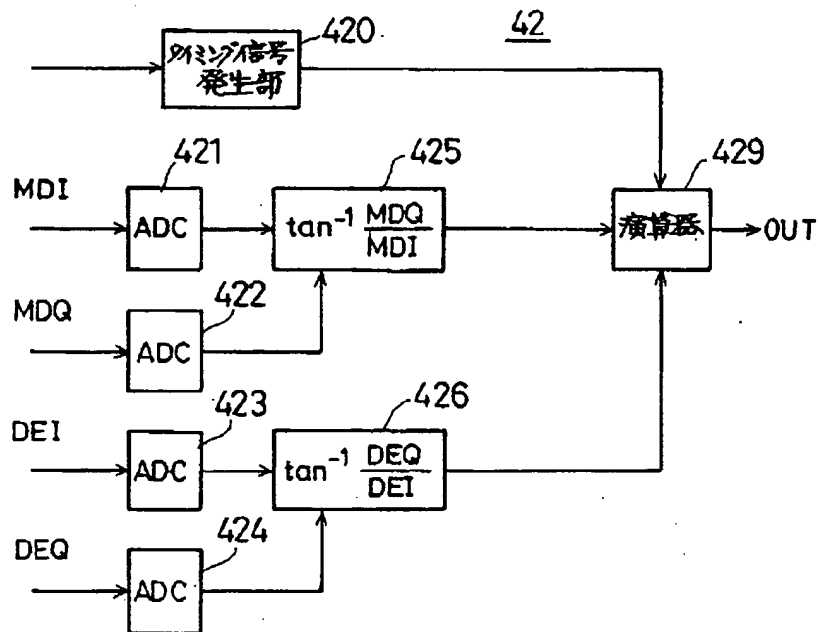
【図10】

本発明の第3実施例のタイミング関係図



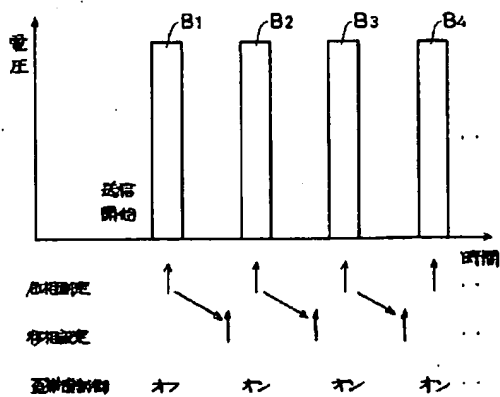
【図5】

移相制御器の構成図



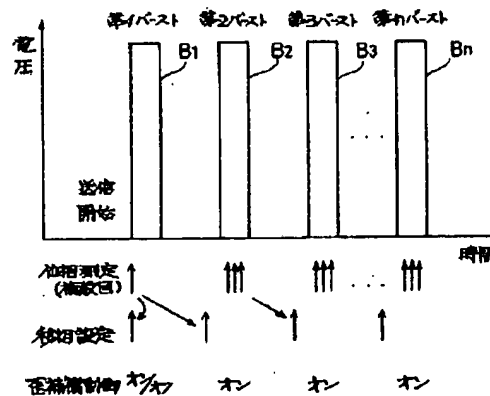
【図11】

本発明の第4、第5実施例のタイミング関係図



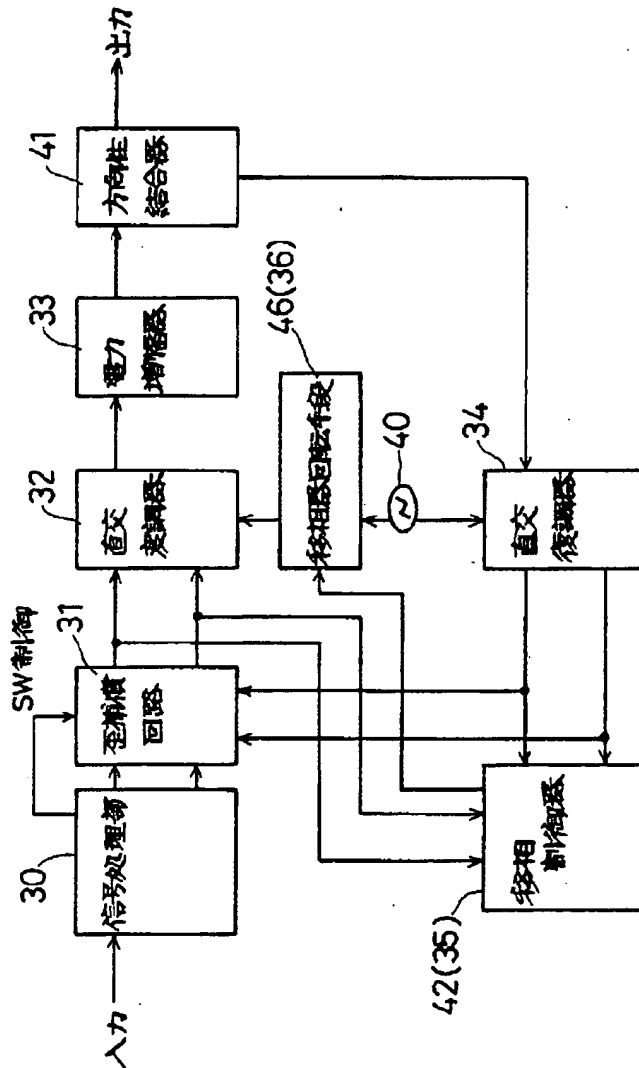
【図12】

本発明の第6実施例のタイミング関係図



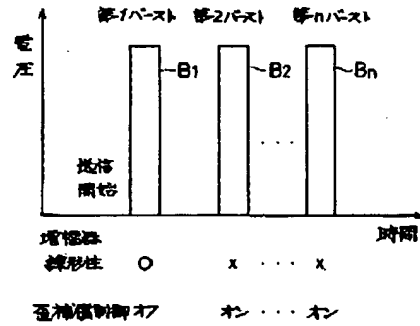
【図8】

本発明の第2実施例のブロック図



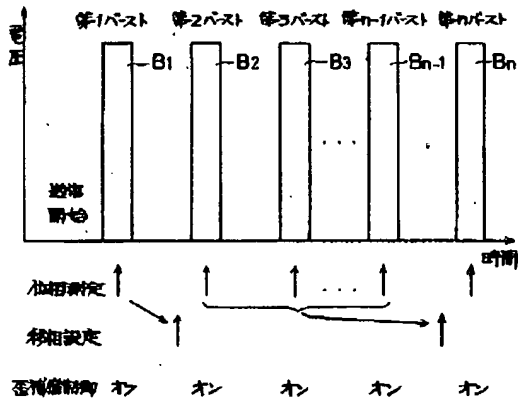
【図14】

本発明の第8実施例のタイミング関係図



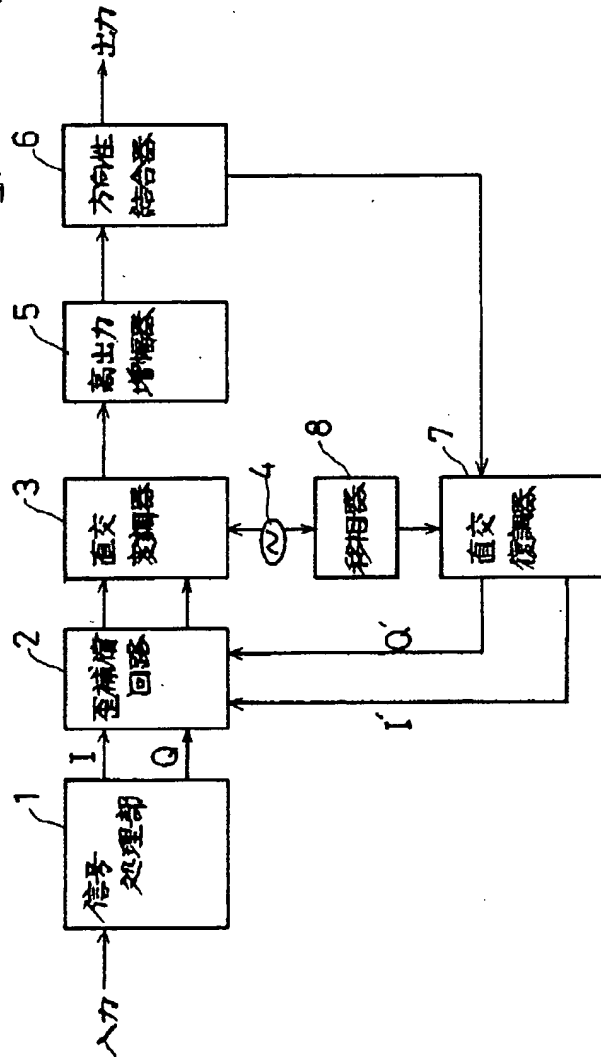
【図13】

本発明の第7実施例のタイミング関係図



【図15】

従来回路の一例のブロック図



フロントページの続き

(72)発明者 久保 徳郎
神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内

(72)発明者 高野 健
神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
富士通株式会社内